

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-134181

(P2000-134181A)

(43)公開日 平成12年5月12日(2000.5.12)

(51) Int.Cl.  
H 04 J 13/04  
H 04 B 7/08  
7/26

識別記号

F I  
H 04 J 13/00  
H 04 B 7/08  
7/26

テマコード(参考)  
5K022  
5K059  
5K067

審査請求 未請求 請求項の数21 ○L (全 26 頁)

(21)出願番号 特願平10-301993

(22)出願日 平成10年10月23日(1998.10.23)

(71) 出願人 000005108  
株式会社日立製作所  
東京都千代田区神田駿河台四丁目 6 番地

(72) 発明者 川辺 学  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 花岡 誠之  
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地  
株式会社日立製作所中央研究所内

(74) 代理人 100068504  
弁理士 小川 勝男

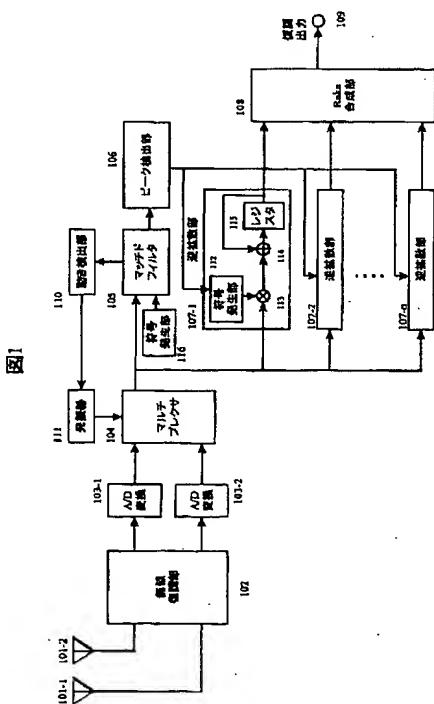
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置

(57) 【要約】

【課題】 符号分割多元接続通信の通信装置において、変復調部の構成を簡略化、ハードウェア規模を削減する。

【解決手段】 複数のベースバンド受信信号を時多重でマルチプレクスし、1つのマッチドフィルタでのバスサーチまたは逆拡散器での復調処理を時多重処理を行う。または、複数の符号に対する対するバスサーチや復調も、複数の符号発生器からの出力を時多重する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、複数の受信アンテナのそれぞれで受信された複数の搬送波周波数帯域の受信信号を複数のベースバンドのスペクトル拡散信号に復調する無線復調部と、上記複数のベースバンドのスペクトル拡散信号を時多重するマルチプレクサと、上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号と拡散符号との相関演算を行い、相関値を出力するマッチドフィルタと、上記相関値のピーク値のうち、受信電力の大きいものから順に所定数のピーク値を検出するピーク検出部と、上記ピーク検出部で検出されたタイミングに位相を合わせた拡散符号により、上記ベースバンドのスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散部とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載の通信装置において、上記マルチプレクサは、上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号として、チップ区間を  $n$  ( $n =$  時多重された数) の部分区間に区分し、上記各部分区間に上記各受信アンテナに由来するベースバンドのスペクトル拡散信号を出力することを特徴とする通信装置。

【請求項 3】 請求項 1 記載の通信装置において、上記マッチドフィルタは、上記拡散符号をシフトさせる第一のシフトレジスタと、上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号をシフトさせる第二のシフトレジスタを有し、上記第一のシフトレジスタが上記拡散符号を 1 レジスタ分シフトさせる間に、上記第二のシフトレジスタは上記時多重されたベースバンドのスペクトル信号を  $n$  ( $n =$  時多重された数) レジスタ分シフトさせることを特徴とする通信装置。

【請求項 4】 請求項 1 記載の通信装置において、上記複数の受信アンテナは、複数のセクタを構成する受信アンテナを含むことを特徴とする通信装置。

【請求項 5】 符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、受信アンテナで受信された搬送波周波数帯域の受信信号をベースバンドのスペクトル拡散信号に復調する無線復調部と、

上記ベースバンドのスペクトル拡散信号と複数の拡散符号を時多重した拡散符号との相関演算を行い、相関値を出力するマッチドフィルタと、

上記相関値のピーク値のうち、上記複数の拡散符号ごとに受信電力の大きいものから順に所定数のピーク値を検出するピーク検出部と、

上記ピーク検出部で検出されたタイミングに位相を合わせた拡散符号により、上記ベースバンドのスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散部とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項 6】 請求項 5 記載の通信装置において、上記マッチドフィルタは、上記各拡散符号をシフトさせる複数の第一のシフトレジスタと、上記複数の第一のシフトレジスタに格納された各拡散符号を切換出力するセレクタと、上記ベースバンドのスペクトル拡散信号をシフトさせる第二のシフトレジスタを有し、上記第二のシフトレジスタが上記ベースバンドのスペクトル拡散信号を 1 レジスタ分シフトさせる間に、上記セレクタは、上記複数の第一のシフトレジスタに格納された各拡散符号を切換出力することを特徴とする通信装置。

【請求項 7】 請求項 5 記載の通信装置において、上記複数の拡散符号は複数の端末に割り当てられた拡散符号であることを特徴とする通信装置。

【請求項 8】 請求項 5 記載の通信装置において、上記複数の拡散符号は、異なる基地局または異なるセクタに割り当てられた拡散符号であることを特徴とする通信装置。

【請求項 9】 請求項 5 記載の通信装置において、上記複数の拡散符号は、異なる基地局または異なるセクタに割り当てられた拡散符号であることを特徴とする通信装置。

【請求項 10】 符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、複数の受信アンテナのそれぞれで受信された複数の搬送波周波数帯域の受信信号を複数のベースバンドのスペクトル拡散信号に復調する無線復調部と、

上記複数のベースバンドのスペクトル拡散信号を時多重するマルチプレクサと、上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号と複数の拡散符号との相関演算を行い、相関値を出力するマッチドフィルタと、

上記相関値のピーク値のうち、上記複数の拡散符号ごとに受信電力の大きいものから順に所定数のピーク値を検出するピーク検出部と、

上記ピーク検出部で検出されたタイミングに位相を合わせた拡散符号により、上記ベースバンドのスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散部とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項 11】 請求項 10 記載の通信装置において、上記マッチドフィルタは、上記各拡散符号をシフトさせる複数の第一のシフトレジスタと、上記複数の第一のシフトレジスタに格納された各拡散符号を切換出力するセレクタと、上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号をシフトさせる第二のシフトレジスタを有し、上記第一のシフトレジスタが上記拡散符号を 1 レジスタ分シフトさせる間に、上記第二のシフトレジスタは上記時多重されたベースバンドのスペクトル信号を  $n$  ( $n =$  時多重された数) レジスタ分シフトさせ、かつ上記第二のシフトレジスタが上記時多重されたベースバンドのスペクトル拡散信号を 1 レジスタ分シフトさせる間に、上

記セレクタは、上記複数の第一のシフトレジスタに格納された各拡散符号を切換出力することを特徴とする通信装置。

【請求項12】符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、

受信信号を指定された複数のタイミングにより逆拡散する逆拡散部と、

上記逆拡散部から上記複数のタイミングで逆拡散された受信信号をRake合成するRake合成部とを備え、上記逆拡散部は、

上記タイミングを受けて、それぞれ複数の拡散符号を発生する複数の符号発生器と、

上記複数の符号発生器から発生された各拡散符号を時多重するマルチプレクサと、

受信信号と上記時多重された拡散符号との相関値を上記各拡散符号ごとに格納するレジスタと、

上記受信信号と上記時多重された拡散符号と乗算を行う掛算器と、

上記掛算器から出力される乗算値と上記乗算を行った拡散符号との相関値を格納するレジスタに格納された相関値とを加算する加算器とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項13】請求項12記載の通信装置において、上記複数の拡散符号は複数の端末に割り当てられた拡散符号であることを特徴とする通信装置。

【請求項14】請求項12記載の通信装置において、上記複数の拡散符号は、異なる基地局または異なるセクタに割り当てられた拡散符号であることを特徴とする通信装置。

【請求項15】符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、

受信信号を指定された複数のタイミングにより逆拡散する逆拡散部と、

上記逆拡散部から上記複数のタイミングで逆拡散された受信信号をRake合成するRake合成部とを備え、上記逆拡散部は、

符号発生器と、

上記符号発生器に入力される符号データを格納する複数の状態レジスタと、

上記指定されたタイミングを受けて、上記状態レジスタに格納された符号データを上記符号発生器にセットすることにより発生された各拡散符号を時多重するマルチプレクサと、

受信信号と上記時多重された拡散符号との相関値を上記各拡散符号ごとに格納するレジスタと、

上記受信信号と上記時多重された拡散符号と乗算を行う掛算器と、

上記掛算器から出力される乗算値と上記乗算を行った拡散符号との相関値を格納するレジスタに格納された相関値とを加算する加算器とを有することを特徴とする通信

装置。

【請求項16】四位位相変調方式で変調された信号を送受信する符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、

受信された複数の搬送波周波数帯域の受信信号を複数のベースバンドのスペクトル拡散信号である同相成分信号（I信号）と直交成分信号（Q信号）とに復調する無線復調部と、

上記I信号と上記Q信号とを時多重するマルチプレクサと、

上記時多重されたI信号及びQ信号と、上記I信号を拡散するI符号及び上記Q信号を拡散するQ符号との相関演算を行い、相関値を出力するマッチドフィルタと、上記相関値のピーク値のうち、受信電力の大きいものから順に所定数のピーク値を検出するピーク検出部と、上記ピーク検出部で検出されたタイミングに位相を合わせた拡散符号により、上記ベースバンドのスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散部とを有することを特徴とする通信装置。

20 【請求項17】請求項16記載の通信装置において、上記受信電力は、 $((I\text{信号} \times I\text{符号}) + (Q\text{信号} \times Q\text{符号}))2 + ((I\text{信号} \times Q\text{符号}) - (Q\text{信号} \times I\text{符号}))2$ により求められることを特徴とする通信装置。

【請求項18】請求項16記載の通信装置において、上記マッチドフィルタは、上記I符号をシフトさせる第一のシフトレジスタと、上記Q符号をシフトさせる第二のシフトレジスタと、上記I符号と上記Q符号とを切換出力するセレクタと、上記時多重されたI信号とQ信号をシフトさせる第二のシフトレジスタを有し、

30 上記第一のシフトレジスタが上記I符号及び上記第二のシフトレジスタが上記Q符号を1レジスタ分シフトさせる間に、上記第三のシフトレジスタは上記時多重されたI信号とQ信号を2レジスタ分シフトさせ、かつ上記第三のシフトレジスタが上記時多重されたI信号とQ信号を1レジスタ分シフトさせる間に、上記セレクタは、上記I符号とQ信号とを切換出力することを特徴とする通信装置。

【請求項19】請求項16記載の通信装置において、上記逆拡散部は、

40 上記タイミングを受けて、I符号を発生するI符号発生器及びQ符号を発生するQ符号発生器と、上記I符号発生器及びQ符号発生器から発生されたI符号とQ符号とを時多重するマルチプレクサと、上記I符号と上記I符号との相関値を格納する第一のレジスタと、上記Q符号と上記Q符号との相関値を格納する第二のレジスタと、上記I信号と上記Q符号との相関値を格納する第三のレジスタと、上記Q信号と上記I符号との相関値を格納する第四のレジスタと、上記時多重されたI信号及びQ信号と上記時多重されたI符号及びQ符号と乗算を行う掛算器と、

上記掛算器から出力される乗算値と上記乗算値に対応するレジスタに格納された相関値とを加算する加算器とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項20】請求項16記載の通信装置において、上記逆拡散部は、

符号発生器と、

上記符号発生器に入力されるI符号データを格納する第一の状態レジスタと、Q符号データを格納する第二の状態レジスタと上記指定されたタイミングを受けて、上記I符号データとQ符号データを上記符号発生器に順次切換セットするマルチブレクサと、

上記I信号と上記I信号との相関値を格納する第一のレジスタと、上記Q信号と上記Q信号との相関値を格納する第二のレジスタと、上記I信号と上記Q信号との相関値を格納する第三のレジスタと、上記Q信号と上記I信号との相関値を格納する第四のレジスタと、

上記時多重されたI信号及びQ信号と上記時多重されたI符号及びQ符号と乗算を行う掛算器と、

上記掛算器から出力される乗算値と上記乗算値に対応するレジスタに格納された相関値とを加算する加算器とを有することを特徴とする通信装置。

【請求項21】符号分割多元接続方式移動通信システムにおける通信装置において、

複数の送信データを切換出力する第一のマルチブレクサと、

複数の拡散符号を切換出力する第二のマルチブレクサと、

上記第一のマルチブレクサからの出力と上記第二のマルチブレクサからの出力を乗算する掛算器と、

上記掛算器からの出力を合成する出力合成功部と上記出力合成功部からの出力をD/A変換し、搬送波周波数のスペクトル拡散信号を生成する無線変調部とを有することを特徴とする通信装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は符号分割多重接続(CDMA)方式移動通信システムにおける通信装置に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】従来より、符号分割多重接続(CDM A)方式移動通信システムにおいて、スペクトラム拡散された受信信号の復調は、マッチドフィルタあるいは逆拡散器が用いられている。送信側通信装置から送信された信号は複数の経路を経て受信側通信装置で受信される。かかるマルチバス信号の重畠された信号はマッチドフィルタに入力され、各マルチバス信号の受信信号強度に応じた出力がマッチドフィルタから出力される。図20に従来のマッチドフィルタを用いた通信装置を示す。受信側通信装置2300-2の受信アンテナ2305で受信された搬送周波数帯域の受信信号は無線復調部23

06によるベースバンドのスペクトル拡散信号に変換され、さらにA/D変換器2307によりデジタル化される。デジタル化されたベースバンドのスペクトル拡散信号はマッチドフィルタ2308で逆拡散される。マッチドフィルタ2308はバスサーチのためのものであり、マルチバス信号と同期のとれたタイミングでピーク値を出力する。マッチドフィルタ2308の出力は、ピーク検出部2309に入力される。ピーク検出部では、受信強度の大きい所定数のピーク値が出力されたタイミング

10を検出し、各ピークタイミングで逆拡散部2310-1～nの拡散符号の位相をセットする。各逆拡散部は、ピーク検出部2309に指定されたタイミングでスペクトル拡散信号を逆拡散し、シンボルレートの受信信号を出力する。逆拡散部2310は、スペクトル拡散信号と符号発生部2350で発生される拡散符号とを掛算器2351により乗算し、加算器2352及びレジスタ2353により1シンボル期間に渡って累算する。各逆拡散部2310より出力されたシンボルレートの受信信号はRake合成部2311に入力され、位相補正された後、  
20 Rake合成された受信信号が出力される。

【0003】図20に示す受信側通信装置ではアンテナダイバーシチを行っている。アンテナダイバーシチとは、所定間隔離れて設置されたアンテナ2305-1～kでそれぞれ受信された信号を合成することによりダイバーシチ効果を得るものである。各アンテナで受信された受信信号は各無線復調部、A/D変換部、ベースバンド復調部で処理され、アンテナダイバーシチ合成部2338でダイバーシチ合成される。

【0004】図20の構成では、バスサーチはマッチドフィルタで、スペクトル拡散信号の逆拡散は逆拡散器で行っている。この場合はバスサーチは常時行わず、同期外れが生じないように一定間隔毎に実行し、逆拡散部2310の位相を補正する。

##### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】従来構成のマッチドフィルタでアンテナダイバーシチを行う場合は、バスダイバーシチによる合成と、アンテナダイバーシチによる合成を別個の回路で構成する必要があった。アンテナダイバーシチに限らず、ダイバーシチハンドオーバ状態になった場合、無線変調方式としてQPSKを適用した場合、複数の受信信号を同時に復調する必要がある。このような場合、回路規模が膨大になるという問題があつた。

【0006】あるいは、回路規模が膨大になるのを防止するために、マッチドフィルタのような回路要素を時分割してバスサーチを行う構成も存在する。このような従来技術では、一定時間毎に複数の受信信号または拡散符号を順次切り替えて、複数チャネルのバスサーチを実行している。しかし、バスサーチを行う数(アンテナ数、チャネル数等)が多くなると、各信号についてバスサー

チの実行割当される周期が長くなり、回線の時間変動に追従できない。このように、時分割できる受信信号数あるいは拡散符号数には限度があるため、結果として複数のマッチドフィルタを用いる必要が生じ、やはりハードウェア規模の増大につながっていた。

【0007】また、スペクトル拡散信号の逆拡散を行いデータを復調する逆拡散部は常に動作しなければならいため、受信チャネル数だけ設けなければならず、ハードウェア規模の増大につながっていた。

#### 【0008】

【課題を解決するための手段】本発明では、マッチドフィルタまたは逆拡散器を時多重で動作させることによって、ハードウェア規模の低減を実現する。

【0009】マッチドフィルタの時多重処理を実現するために、本発明は2つの方法を提供する。

【0010】(1) 受信ベースバンド信号の時多重  
複数の受信ベースバンド信号を時多重し、時多重数に応じた動作クロックにより時多重された受信信号の逆拡散処理を行う。

#### 【0011】(2) 拡散信号の時多重

1つの受信ベースバンド信号に対し、受信機で複数の拡散符号を発生させ、符号数に応じた動作クロックにより符号の切り替え動作させることによって、複数信号の逆拡散処理を行う。

【0012】この2つの方法は独立した方法であり、両方あるいは一方のみをマッチドフィルタに適用することができる。これら時多重処理を適用することによって、マッチドフィルタの処理能力を高め、ハードウェアの減少を行うことができる。

【0013】また、逆拡散器においても時多重処理を行うことによって、逆拡散器の並列数を減少させることができる。

【0014】このように、本発明により、マッチドフィルタ、逆拡散器を共に複数チャネルで共有可能とする。マッチドフィルタでは従来以上に共有可能なチャネル数を増やすことが可能である。さらに、送信側も同様に複数の符号に対する時多重を用いることによって、拡散部を共有し、ハードウェア規模を縮小することが可能となる。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】本発明の符号分割多元接続通信システムにおける通信装置の実施形態について説明する。

【0016】(実施例1) 図1に第1の実施形態として、アンテナダイバーシチを行う通信装置(受信部のみを示す)を示す。アンテナ数は2には限られない。

【0017】受信アンテナ101-1、2でそれぞれ受信された搬送周波数帯域の受信信号は、無線復調部102、A/D変換器103-1、2により、デジタル化されたベースバンドのスペクトル拡散信号に変換される。受信アンテナ101-1、2に由来する第一のスペクト

ル拡散信号及び第二のスペクトル拡散信号は、マルチプレクサ104に入力され、時多重で合成された一つのスペクトル拡散信号となる。その様子を図2(b)に示す。

【0018】マルチプレクサ104には、局部発振器111から発振されるチップレートの2倍周波数(アンテナ数がnであれば、n倍周波数)のクロックが入力される。なお、局部発振器111は動き検出部110からの補正信号を受け発振周波数の補正がなされる。動き検出部110は、マッチドフィルタ105からシンボルレートで出力されるピーク値出力(同じバスで受信された受信信号)の周期により補正信号を生成する。なお、本実施例の通信装置を基地局に適用する場合は、高精度の局部発振器を使用することで、動き検出部110を不要とすることができる。

【0019】マルチプレクサ104の構成を図2(a)に示す。局部発振器111より発振されたクロック210は分周器211により分周され、1/2周期のクロック211が生成される。クロック211は、第一のANDゲート202及びインバータ203を介して第二のANDゲート204に入力される。また、第一のANDゲート202には受信アンテナ101-1由來の第一のスペクトル拡散信号212が、第二のANDゲート203には受信アンテナ101-2由來の第二のスペクトル拡散信号213が入力される。第一と第二のANDゲートの出力はORゲート205を介して、マルチプレクサ出力214として出力される。したがって、クロック211がHighであれば、ANDゲート202が開いて第一のスペクトル拡散信号212が、クロック211がLowであれば、ANDゲート204が開いて第二のスペクトル拡散信号213が出力される。アンテナ数がnの場合も、nのANDゲートを設け、順次選択することにより、マルチプレクサを構成できる。かかるマルチプレクサにより、チップレートで各アンテナ由來のスペクトル拡散信号を時多重したスペクトル拡散信号214(1チップ区間に2つの拡散信号が多重されている)を得ることができる。

【0020】なお、A/D変換後にマルチプレクスする構成に代えて、アナログマルチプレクサを用いてアナログの第一のスペクトル拡散信号と第二のスペクトル拡散信号とを時多重した後にA/D変換を行ってよい。ただし、多重数またはチップレートが大きい場合には、デジタル化した後に時多重した方が雑音に強い。

【0021】マルチプレクサ104出力は、マッチドフィルタ105に入力される。マッチドフィルタ105の構成を図3に示す。時多重されたスペクトル拡散信号(マルチプレクス信号)は、信号入力端子301から、拡散符号発生器116で発生された拡散符号は、信号入力端子からマッチドフィルタに入力される。時多重されたスペクトル拡散信号は、受信シフトレジスタ303-

1～m 2を順次シフトする。また、拡散符号は符号シフトレジスタ304-1～mを順次シフトしたあと、符号保持レジスタ305-1～mに保持される。マッチドフィルタ105において、受信シフトレジスタ303は、1タップに対して時多重数2の遅延素子をもつ。時多重数がnであれば、受信シフトレジスタは1つのタップに対してn個の遅延素子を持つことになる。

【0022】受信シフトレジスタ304-1、304-k2 ( $k = 2 * i$  ( $1 \leq i \leq m/2$ )) の値と符号保持レジスタ305-1～mの値とはそれぞれ掛算器306-1～mによって掛け合わされ、これらの掛算結果は加算器307-2～mによって累算されることにより相関演算が行われる。

【0023】このように、受信シフトレジスタ303-1、21～m 2は、遅延素子1つおきに掛算器306-1～mが接続されている。それにより、マルチプレクス信号214が入力されると、第一のスペクトル拡散信号（アンテナ1）に対応した相関値と、第二のスペクトル拡散信号（アンテナ2）に対応した相関値が出力端子308から出力される。その例を図4に示す。実線で示す矢印はアンテナ1からの信号に対する相関値出力であり、点線で示す矢印はアンテナ2からの信号に対する相関値出力である。このようにアンテナ1からの信号に対する相関値とアンテナ2からの信号に対する相関値が交互に出力される（アンテナがn本あれば、アンテナ1～nからの信号に対する相関値が順次出力される）。この出力はピーク検出部106に入力され、相関値の大きい順番に所定数（逆拡散部の数）だけ選択される。図4の例では、6つの下向きの矢印で示されるタイミング401～406が選択される。この場合は、アンテナ1からの信号に基づくタイミング401～404、アンテナ2からの信号に基づくタイミング405、406が選択されている。

【0024】タイミング401～406はそれぞれ逆拡散部107-1～nに伝達される。符号発生器112は伝達されたタイミングに合わせた位相で拡散符号を出力する。掛算器113により拡散符号と受信信号とを乗算し、加算器114とレジスタ115により1シンボル区間に渡って累積加算することにより逆拡散処理が行われる。逆拡散部107はチップレートの1/2（アンテナがn本の場合は1/n）の周期のクロックで動作することにより、受信信号は正しく逆拡散される。

【0025】逆拡散部107-1～nからの出力は、Rake合成部108に送られ位相補正が行われた後合成され、復調された出力として出力端子109から出力される。

【0026】別の構成として、マッチドフィルタによりバスサーチと逆拡散の双方を行うことも可能である。この時はマッチドフィルタの出力が直接Rake合成器に入力する。この構成では、復調は常に行われ、マッチド

フィルタを常時動作する必要がある。

【0027】第一の実施形態では複数のアンテナからの信号を時多重することによって、複数のアンテナからの信号を1つのマッチドフィルタ105で処理する。また、逆拡散部107-1～nもピーク検出部106から与えられるタイミングによって、逆拡散を行う信号をアンテナによって固定されない。そのためピーク検出部106によるタイミング指定によって、各逆拡散部107が逆拡散するマルチパス信号の選択とともにアンテナの選択が行えるようになり、アンテナダイバーシチ回路が不要になる。このように、逆拡散部はどちらのアンテナの信号でも割り当てられるため、従来のアンテナダイバーシチ回路を設けることなく回路構成を簡素にして、なおかつアンテナダイバーシチの効果を得ることができる。

【0028】また、受信アンテナの全てから得られるマルチパス信号のうちから受信強度の強いものが選択できるため、従来のアンテナダイバーシチよりも良好な受信感度が得ることが可能である。図4の例では、従来の構成であればアンテナ1に対してタイミング401～403が、アンテナ2に対してタイミング405～407が選択されることになる。タイミング407に対応するマルチパス信号よりも受信強度の高いタイミング404に対応するマルチパス信号は復調に使用されない。さらに、どちらかのアンテナが電波の不感となる位置になった場合、従来構成では不感となったアンテナに接続された逆拡散部からは復調出力を得ることができないのに対して、本実施例の構成では、全ての逆拡散部を受信感度があるアンテナに割り当てて、全ての逆拡散部を動作させることができる。このため、回路に無駄が少なくて、かつ高い性能を得ることができるようになる。

【0029】また、従来、ハードウェア規模を削減するため、マッチドフィルタに入力するアンテナ出力を時分割で切り換えてバスサーチを行っていた。しかし、バスサーチを必要な精度で行うためには、一定期間マッチドフィルタを動作させる必要がある。この場合、アンテナが多くなると（後述の実施例2等）、1つのアンテナについて次のバスサーチまでの時間が長くなってしまうため、切換処理できるアンテナ数には制約があった。これに対して、本実施例では各アンテナの出力が時多重されるため、一定期間内に複数アンテナ出力についてのバスサーチが可能であり、マッチドフィルタを時分割して動作させる場合よりも制約が少ない。

【0030】（実施例2）マルチセクタとは、基地局がそのサービス範囲（セル）を複数のセクタに分割することである。基地局は、それぞれのセクタに対応する指向性アンテナを有し、それによりセクタ内の移動局と通信を行う。図9にマルチセクタの例を示す。図9はセクタ902～904の3セクタ構成である。例えば、セクタ904の中央部に位置する移動局905から送信された

信号は、基地局901のセクタ904に対応する指向性アンテナを介して基地局901により受信される。一方、セクタ902とセクタ904との境界に位置する移動局906から送信された信号は、基地局901のセクタ902とセクタ904のそれぞれに対応する指向性アンテナを介して基地局901に受信される。これをダイバーシチハンドオーバーという。

【0031】図5に、図9のマルチセクタで構成される基地局に本発明を適用した実施形態を示す。各セクタに2つのアンテナダイバーシチを用い、1つの基地局で計6つの受信アンテナを持つ。セクタ数、アンテナ数は以上の例に限定されない。図5の各機能ブロックの機能は図1の対応する機能ブロックと同様であり、詳細な説明は省略する。各セクタの受信アンテナで受信された信号はマルチプレクサ504に入力され、時多重される。また、マルチプレクサ504の出力は基地局が接続可能な移動局の最大数であるs個のベースバンド復調部530-1～sに入力される。各ベースバンド復調部530は、各移動局に割り当てられた拡散符号により移動局から送信された信号を復調する。

【0032】図6(a)にマルチプレクサの例を、図6(b)に時多重された受信信号の例を示す。時多重された受信信号は、各ベースバンド復調部530のマッチドフィルタ505に入力され、ピーク検出部506にて相関値のピークが検出される。マルチプレクサ504は、図2(a)に示したものと同様に構成できる。

【0033】図7にマッチドフィルタ505の構成例を示す。マッチドフィルタ505は、受信信号シフトレジスタ703-1～m6、符号シフトレジスタ704-1～m、符号保持レジスタ705-1～m、掛算器706、加算器707を有し、これらの動作は、図3の対応する構成と同様である。ただし、マッチドフィルタ505は6アンテナに対応するため、受信シフトレジスタ703の遅延素子6個おきに掛算器への出力タップが設けられ、積和演算が同一のアンテナから受信信号に対して行われるようになっている。マッチドフィルタ505の出力例を図8に示す。アンテナ1～6からの受信信号に対応する相関値が順番に出力され、ピーク検出部506は、ピーク値の大きい方から所定数のマルチバス信号の受信タイミングを各逆拡散部507に指定する。セクタ境界の移動局(図9の移動局906)からの信号を受信した場合は図8に示すように、アンテナ501-3、4で受信された信号に対応するタイミング801～805の他に、別セクタを構成するアンテナ501-1で受信された信号に対応するタイミング806を選択する。

【0034】これに対して、移動局905のようにセクタ中央部に位置する場合は、1つのセクタに対応する指向性アンテナ(例えば、アンテナ501-1、2)で受信された信号だけが復調に寄与することになる。

【0035】このように、本実施例では、全てのセクタ

の全てのアンテナの信号を、1系統のマッチドフィルタと逆拡散器で復調するために、移動局がセクタの境界付近にいる場合、複数のセクタから強いバスを探し出して合成することができる。また、従来ベースバンド復調部は各セクタに対応して設けられていたので、セクタ境界にある移動局からの信号は2つのセクタそれぞれのベースバンド復調部で受信されていた。これに対して、本実施例の構成では1つのベースバンド復調部で2つのセクタからの信号が処理できるため、基地局の接続容量を増大させることができる。

【0036】また、任意のセクタから受信信号を取り出すことができるため、セクタ合成やセクタ間ハンドオーバを容易に実現することができる。

【0037】なお、全セクタからの受信信号を時多重する場合に限定されない。セクタ数、チップレートによっては、隣接する数セクタごとにまとめた場合であっても、以上の効果は得られる。

【0038】(実施例3) 実施例1または2では、2系列の受信信号を時多重して復調処理を行った。これに対して実施例3では受信信号に対して、2つの拡散符号を時多重して復調処理を行う実施例を示す。このように受信信号を複数の拡散符号で復調するのは、CDMA移動通信システムにおいては各移動局は同一の周波数帯域を使用して通信するため、次のような場合がある。

【0039】(1) 基地局が複数チャネルからの受信信号をバスサーチする場合(相異なる拡散符号を割り当てられた複数の移動局と通信する場合、一つの移動局に複数の拡散符号が割り当てられている場合を含む)

(2) 移動局が複数チャネル(同一基地局との複数チャネル、複数セクタとの複数チャネル、複数基地局との複数チャネルを含む)からの受信信号をバスサーチする場合

(3) 無線変調方式としてQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)を使用する場合、基地局または移動局が同相成分(I信号)と直交成分(Q信号)とで相異なる拡散信号により拡散された受信信号をバスサーチする場合

図10に本発明を適用した通信装置の実施形態を示す。

図10の各機能ブロックの機能は図1の対応する機能ブロックと同様であり、詳細な説明は省略する。本実施例では、マッチドフィルタ1005には第一の符号発生部

1004-1から発生された第一の拡散符号及び第二の符号発生部1004-2から発生された第二の拡散符号が入力されている。この2つの拡散符号に応じて2つのRake合成部1008-1、2が設けられ、第一のRake合成部1008-1には逆拡散部1007-1～kの出力が、第二のRake合成部1008-2には逆拡散部1007-(k+1)～nの出力が入力されている。

【0040】図11にマッチドフィルタ1005の構成例を示す。マッチドフィルタ1005は、受信信号シフトレジスタ1004-1～m、第一の拡散符号に対応す

る第一の符号シフトレジスタ $1\ 1\ 0\ 5-1\sim m$ 、第二の拡散符号に対応する第二の符号シフトレジスタ $1\ 1\ 0\ 6-1\sim m$ 、第一の拡散符号に対応する第一の符号保持レジスタ $1\ 1\ 0\ 7-1\sim m$ 、第二の拡散符号に対応する第二の符号保持レジスタ $1\ 1\ 0\ 8-1\sim m$ 、掛算器 $1\ 1\ 1\ 0$ 、加算器 $1\ 1\ 1\ 1$ を有し、これらの動作は、図3の対応する構成と同様である。ただし、マッチドフィルタ $1\ 0\ 0\ 5$ は2つの拡散符号により逆拡散するため、セレクタ $1\ 1\ 0\ 9$ を求める。各セレクタ $1\ 1\ 0\ 9-i$ は、第一及び第二の符号保持レジスタ( $1\ 1\ 0\ 7-i$ ,  $1\ 1\ 0\ 8-i$ )を交互に選択する。

【0041】マッチドフィルタ $1\ 0\ 0\ 5$ の相関演算は、受信信号の1サンプルが入力されると第一の拡散符号との相関演算を行い、セレクタ $1\ 1\ 0\ 9$ を切換え、第二の拡散符号との相関演算を行う。さらにセレクタ $1\ 1\ 0\ 9$ を切換え、次のサンプルを待つ。出力例を図12に示す。マッチドフィルタ $1\ 0\ 0\ 5$ から、第一の拡散符号との相関値と第二の拡散符号との相関値とが交互に出力される。出力はピーク検出部 $1\ 0\ 0\ 6$ に送られピークタイミングの検出が行われる。ピークタイミングは第一、第二の拡散符号のそれぞれに対して大きい方から所定数選択される(第一の拡散符号に対してピークタイミング $1\ 2\ 0\ 1\sim 1\ 2\ 0\ 3$ 、第二の拡散符号に対してピークタイミング $1\ 2\ 0\ 4\sim 1\ 2\ 0\ 6$ )。

【0042】第一の拡散符号に対するタイミングは逆拡散部 $1\ 0\ 0\ 7-1\sim k$ に、第二の拡散符号に対するタイミングは逆拡散部 $1\ 0\ 0\ 7-(k+1)\sim n$ にそれぞれ割り当てられる。例えば、ピークタイミングがどちらの拡散符号によるものであるかは、マッチドフィルタのセレクタ $1\ 1\ 0\ 9$ の切換タイミングを参照することによって判定できる。逆拡散部 $1\ 0\ 0\ 7$ は与えられたピークタイミングに応じた位相で逆拡散処理を行う。第一の拡散符号に対応する逆拡散部の出力は第一のRake合成部 $1\ 0\ 0\ 8-1$ に入力され、第二の拡散符号に対応する逆拡散部の出力は第二のRake合成部 $1\ 0\ 0\ 8-2$ に入力される。Rake合成部 $1\ 0\ 0\ 7$ では、位相補正がなされた後、Rake合成されて復調出力として出力される。

【0043】このように、1つのマッチドフィルタにより複数のチャネルの受信信号を復調することができるため、回路規模を小さくすることができる。また、拡散符号の数が2以上であっても同様に、符号の数に対応したセレクタ $1\ 1\ 0\ 9$ を有するマッチドフィルタを用いることによって、時多重処理を行うことができる。

【0044】さらに、実施例1または2と本実施例とを組み合わせて、複数のベースバンド受信信号に対してそれぞれ複数の符号でバスサーチを行うことも可能である。この場合、複数のアンテナで受信したデジタル化されたスペクトル拡散信号を時多重するマルチプレクサをA/D変換器 $1\ 0\ 0\ 3$ の後に設ければよい(後述の図1

6と同様の構成となる)。かかる構成は、複数の各受信信号に対して複数の拡散符号でバスサーチを行う場合(複数アンテナを持つ端末が複数の基地局からの信号をサーチする場合、セクタ境界にいる複数の端末を基地局がバスサーチする場合等)に有効である。

【0045】(実施例4)図13に、実施例4として、複数のチャネルを時多重で復調する逆相関部の構成を示す。実施例4では上述の実施例1~3の通信装置に適用でき、例えば、図1の通信装置の場合、逆拡散部 $1\ 0\ 7-1\sim n$ に代えて、本実施例の逆拡散部を適用することができる。この実施例では、複数の拡散符号で拡散された信号が重畠された受信信号の復調処理を時多重で行うものである。図14に本実施例の逆拡散部の動作タイミングを示す。

【0046】受信信号(図1の例ではマルチプレクサ $1\ 0\ 4$ の出力信号、図10の例ではA/D変換器 $1\ 0\ 0\ 3$ の出力信号)は、入力端子 $1\ 3\ 0\ 1$ より逆拡散部に入力される。符号発生器 $1\ 3\ 0\ 2-1\sim n$ は、ピーク検出部で検出されたタイミング指定を受け、各チャネルに対応した拡散符号を指定された位相で発生する。各符号発生器 $1\ 3\ 0\ 2$ から発生される拡散符号 $1\ 4\ 0\ 1\sim 1\ 4\ 0\ 3$ は、マルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 3$ により時多重される(マルチプレクサ出力 $1\ 4\ 0\ 4$ )。時多重された拡散符号 $1\ 4\ 0\ 4$ は受信信号 $1\ 4\ 0\ 5$ と掛算器 $1\ 3\ 0\ 4$ により乗算され、加算器 $1\ 3\ 0\ 5$ により累積されることにより逆拡散結果を得る。累算結果 $1\ 4\ 0\ 6$ は時多重されているため、デマルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 6$ は、累積結果を各チャネルに分解して、レジスタ $1\ 3\ 0\ 7-1\sim n$ に保持する。マルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 8$ は、レジスタ $1\ 3\ 0\ 7-1\sim n$ を順次選択することにより、各チャネルごとに加算器出力を累積させる。1シンボル区間にに対して累算処理が行われたところで、逆拡散結果が出力端子 $1\ 3\ 0\ 9$ より、Rake合成部へ出力される。Rake合成部では時多重された逆拡散結果を分離し、それぞれの拡散符号に対応させてRake合成を行う。

【0047】このように、入力端子 $1\ 3\ 0\ 1$ から入力される1回の受信信号に対して、符号発生器 $1\ 3\ 0\ 2-1\sim n$ で発生される拡散符号との関和演算が時多重で行われる。レジスタ $1\ 3\ 0\ 7-1\sim n$ は初期状態でクリアされている。複数の拡散符号により受信信号を逆拡散するため、マルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 3$ が、例えば、符号発生器 $1\ 3\ 0\ 2-i$ の出力を選択し、掛算、累算を行うときは、常にデマルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 6$ およびマルチプレクサ $1\ 3\ 0\ 8$ はレジスタ $1\ 3\ 0\ 7-i$ を選択するように動作をする。すなわち、拡散符号ごとに累算結果がレジスタに保持されるようになる。拡散符号 $1\sim n$ の1チップについての演算(乗算・累算)が終了後、次の1チップについての演算を、各拡散符号 $1\sim n$ について繰り返す。1シンボル区間にに対して演算が終了した後、レジスタ $1\ 3\ 0\ 7-1\sim n$ に保持された値はマルチプレクサ $1$

308を通して順次出力端子1309に出力される。出力後にレジスタ1307-1~nの内容はクリアされ、次のシンボルに対する演算が同様に行われる。

【0048】このように、複数チャネルの復調動作を時多重で実施し、復調に必要なハードウェアを減少させる。

【0049】(実施例5) 実施例5は実施例4の変形例である。実施例4の逆拡散器の符号発生器1302-1~nに代えて、デマルチブレクサ1505、状態レジスタ1502-1~n、マルチブレクサ1503とを有する。ピーク検出部で検出されたタイミング指定は、状態レジスタ1502-1~nに対して行われ、符号発生器1504は、各チャネルに対応した拡散符号を指定された位相で発生する。図15の各機能ブロックの機能は図13の対応する機能ブロックと同様であり、詳細な説明は省略する。

【0050】実施例4と同様に入力端子1401から入力される1回の受信信号に対して、各チャネルに対応する拡散符号との関和演算が時多重で行われるのに加えて、一つの符号発生器1404に対して状態レジスタ1402-1~nを切り換えることにより、時多重演算を行い、各チャネルの拡散符号を発生させる。

【0051】符号発生器1504の一般的な構成を図15に示している。

【0052】(実施例6) 無線変調方式としてQPSK(四相位相変調: Quadrature Phase Shift Keying)を用いた場合、ベースバンドのスペクトル拡散信号は同相成分信号(I信号)と直交成分信号(Q信号)に分けられる。この2つのベースバンド信号をマルチブレクスして復調することによってハードウェア規模を削減できる。その構成を図16に示す。図16の各機能ブロックの機能は図1の対応する機能ブロックと同様であり、詳細な説明は省略する。

【0053】QPSKにおいては、I信号とQ信号とは位相が90°相互にずれた搬送波により送信される。そのため受信側通信装置では、発振器2505と発振器2505から発振される搬送波周波数を90°移相する移相器2506により、I信号とQ信号をベースバンドのスペクトル拡散信号に復調する。しかし、低域通過フィルタ2584、2585から出力されるスペクトル拡散信号は伝搬路上での位相回転、発振器の周波数誤差等により位相誤差が生じる。これに対して、I信号×I信号、I信号×Q信号、Q信号×I信号、Q信号×Q信号という4つの積和演算(それぞれ、以下(I I)、(I Q)、(Q I)、(Q Q)と表示する)を行うことにより、位相補正されたI信号とQ信号を抽出できることが知られている。

【0054】低域通過フィルタ2584、2585からそれぞれ出力されるI信号、Q信号はA/D変換を受け、マルチブレクサ2509に入力される。I信号、

Q信号とは、マルチブレクサ2509によって時多重される。その様子を図17に示す。チップレートで入力されるI信号1701とQ信号1702が時多重されたスペクトル拡散信号1703として出力される。

【0055】マッチドフィルタ2581の構成は、図11に示したマッチドフィルタの構成と同じである。マッチドフィルタからは、チップレートで4つの積和演算結果1705-1~14が出力される。マッチドフィルタ2581からの出力はピーク検出部2539に入力される。ピーク検出部2539は、各受信タイミングの相関値から受信電力を計算する。受信電力は、 $((I\ I)+(Q\ Q))2+((I\ Q)-(Q\ I))2$ で求められる。受信電力がチップレートで求められ、受信電力の大きいピークが選ばれて、そのタイミングが各逆拡散部2582に送られる。

【0056】逆拡散部2582の動作を説明する。ピーク検出部2539からピークタイミングを受け取り、そのタイミングにあわせてI符号発生器2540およびQ符号発生器2541は、逆拡散に用いる拡散符号1706、1707を発生する。I符号とQ符号はマルチブレクサ2542で時多重されて掛算器2543で時多重されたベースバンド受信信号と乗算が行われる。これにより、4通りの掛け算が時多重で実行される。

【0057】マルチブレクサ2509からI信号が出力されると、マルチブレクサ2542はまずI信号を選択する。掛算器2543は(I I)演算を実行し、その結果はレジスタ2546に保持される。マルチブレクサ2545、デマルチブレクサ2550は(I I)演算が行われたときのみ、レジスタ2546を選択する。次に、マルチブレクサ2542はまずQ信号を選択する。掛算器2543は(I Q)演算を実行し、その結果はレジスタ2547に保持される。マルチブレクサ2545、デマルチブレクサ2550は(I Q)演算が行われたときのみ、レジスタ2547を選択する。その後、マルチブレクサ2509からQ信号が出力され、同様の処理により、4通りの積和演算がなされ、各々レジスタ2547~2549に累積される。1シンボル期間に渡って累算されたところで、レジスタ2546~2549に保持された4つの累積結果がRake合成分2551に送られる。

【0058】このように本実施例では、四相位相変調されたスペクトル拡散信号を、マッチドフィルタ2581と逆拡散部2582で、4通りの積和演算が時多重で行われることにより、ハードウェア規模を縮小する。

【0059】特に、I信号とQ信号では受信時点が異なると両信号の間で位相にずれが生じるため、マッチドフィルタによるI信号とQ信号についての相関演算を時分割で行うことはできない。そのため、本実施例の信号、符号を時多重することによりハードウェアを削減する方法は特に効果が高い。

【0060】(実施例7) 実施例1~5では、時分割信

号処理を受信部に適用した。これに対して、実施例6では、時分割信号処理を送信部に適用する。図18に通信装置（送信部のみを示す）の構成例を示す。また、本実施例の動作タイミングを図19に示す。

【0061】入力端子1901-1～nより、送信データが拡散部1909に入力される。マルチブレクサ1903とマルチブレクサ1904とは同期して動作し、マルチブレクサ1903が入力端子1901-iを選択するとき、マルチブレクサ1904は端子1901-iから入力される送信データをスペクトル拡散する拡散符号を発生させる符号発生器1902-iを選択する。掛算器1905は送信データと拡散符号の乗算を行い、送信データはスペクトル拡散される。スペクトル拡散された送信信号は出力合成部1910に入力される。

【0062】多重される信号は加算器1906とレジスタ1907により、累積加算される。レジスタ1907は初期状態ではゼロにリセットされている。レジスタ1908は累積加算途中の多重化信号が、D/A変換器1913へ出力されないようにラッチしている。多重化される各データD0～Dn2004は、1チップ期間中に、対応する拡散符号C00～Cn02008と乗算され、出力信号E00～En02009として出力される。出力信号E00～En0の累積加算が終了すると、レジスタ1907に保持されている累積結果はレジスタ1908に送られるとともに、レジスタ1907はゼロにリセットされる。レジスタ1908に保持された累積結果は、D/A変換器1913を介して、無線変調部1911に入力されて無線信号に変換され、送信アンテナ1912から出力される。チップレートで以上の時多重処理が1シンボル期間実行後、入力端子1901-1～nから次のデータが入力される。

【0063】このように、本実施例では複数の送信データをそれぞれ異なった符号で拡散し、時多重された拡散信号を出力する。図18では、複数チャネルの信号を多重する例であるが、QPSKでI信号とQ信号を多重する場合にも適用できる。なお、送信データの各入力端子への入力タイミングが異なっていても、あるいは各送信データのデータレートが異なっていても同じ演算を行うことができる。

【0064】本実施例では、複数の拡散演算を1つの掛算器と1つの加算器を用いて時多重で実行するため、拡散部のハードウェア規模を小さく実現することができる。

【0065】なお、複数の拡散符号発生器1902-1～nとマルチブレクサ1904を用いる構成に代えて、図15（実施例5）に示したデマルチブレクサ150-

5、状態レジスタ1502-1～n、マルチブレクサ1503、符号発生器1504と同じ構成を用いることができる。

#### 【0066】

【発明の効果】本発明では、アンテナダイバーシチ、セクタダイバーシチ、I（同相）信号とQ（直交）信号等の複数のベースバンド受信信号を、時多重によって同一の復調装置で処理する。それにより、入力されるベースバンド受信信号数の増加に対するハード規模の増加を抑制することができる。

【0067】また、複数の移動局からの受信信号のように異なる符号で拡散された信号を1つの復調装置で時多重で復調処理を行い、ハードウェアの増大を抑え、大容量化に対応することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1の通信装置の受信部の構成である。

【図2】実施例1のマルチブレクサの構成及びその入出力タイミングを示す図である。

【図3】実施例1のマッチドフィルタの構成である。

【図4】実施例1のマッチドフィルタの出力と検出されるピークを示す図である。

【図5】実施例2の通信装置の受信部の構成である。

【図6】実施例2のマルチブレクサの構成及びその入出力タイミングを示す図である。

【図7】実施例2のマッチドフィルタの構成である。

【図8】実施例2のマッチドフィルタの出力と検出されるピークを示す図である。

【図9】マルチセクタの状態を示す図である。

【図10】実施例3の通信装置の受信部の構成である。

【図11】実施例3のマッチドフィルタの構成である。

【図12】実施例3のマッチドフィルタの出力と検出されるピークである。

【図13】実施例4の符号分割多元接続復調装置の逆拡散部の構成である。

【図14】実施例4の符号分割多元接続復調装置の逆拡散部の動作である。

【図15】実施例5の符号分割多元接続復調装置の逆拡散部の構成である。

【図16】実施例6の復調装置の構成である。

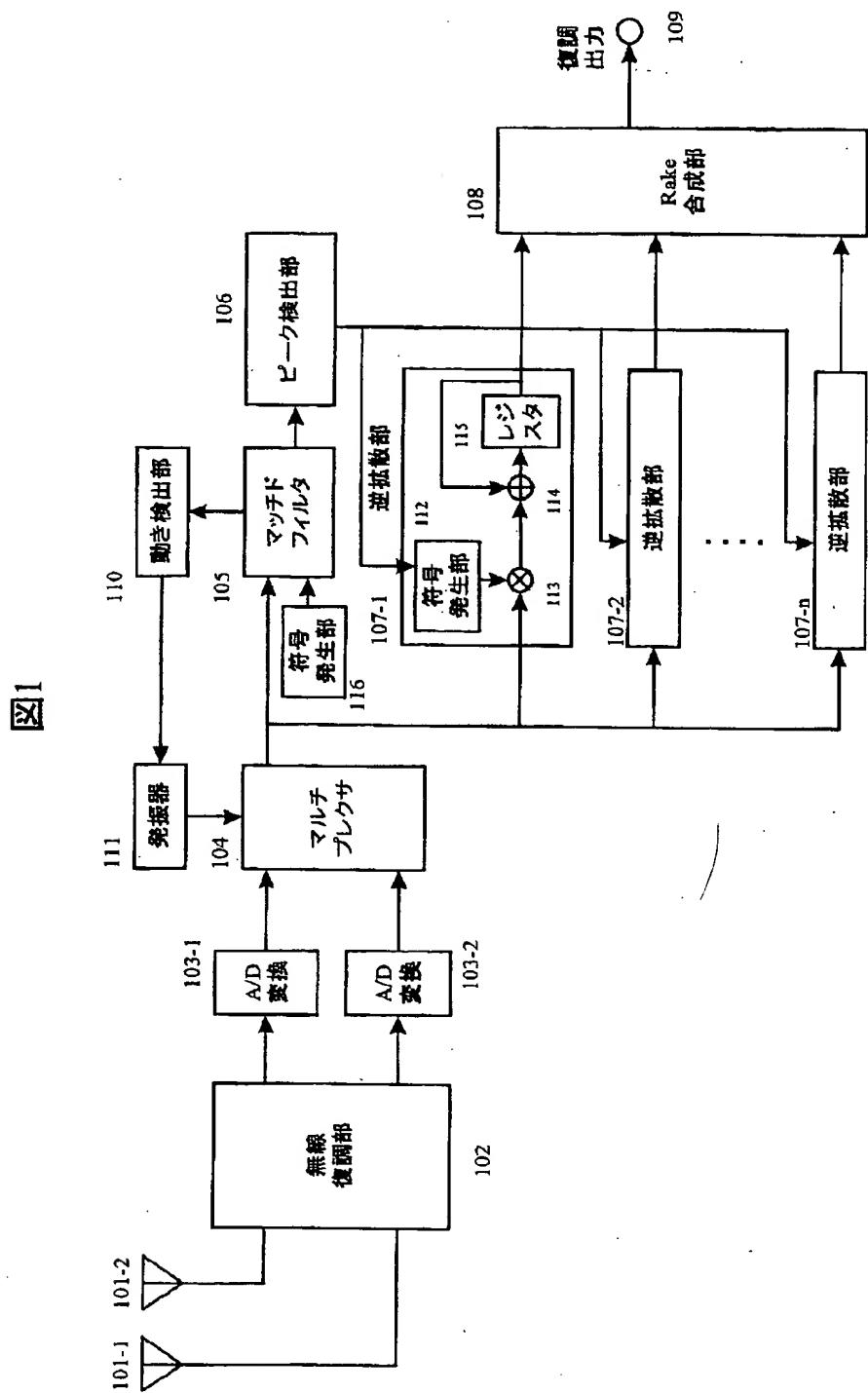
【図17】実施例6の入出力タイミングを示す図である。

【図18】実施例7の通信装置の送信部の構成である。

【図19】実施例7の入出力タイミングを示す図である。

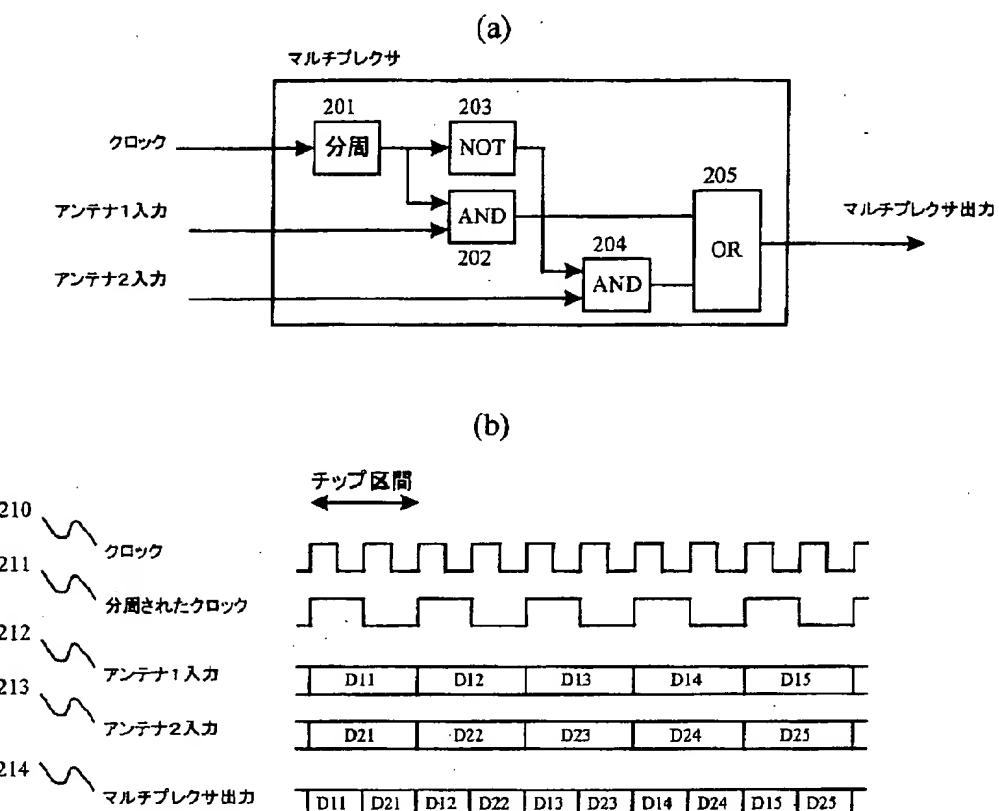
【図20】従来技術による符号分割多元接続通信装置の構成である。

【図1】



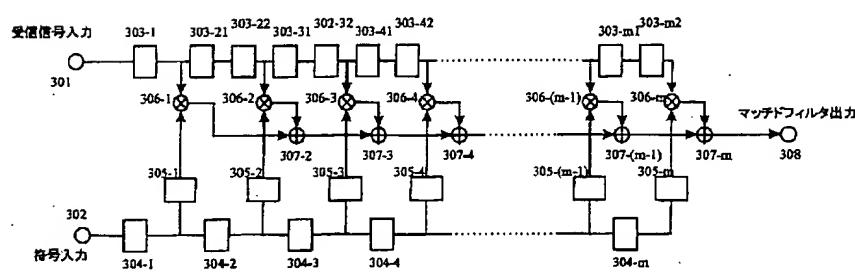
【図2】

図2



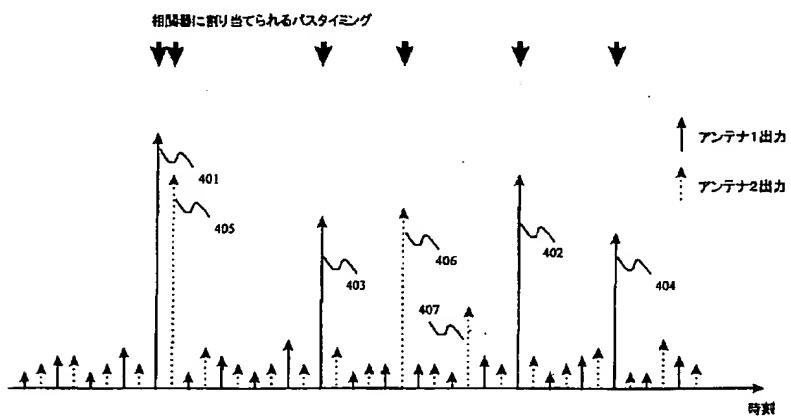
【図3】

図3



【図4】

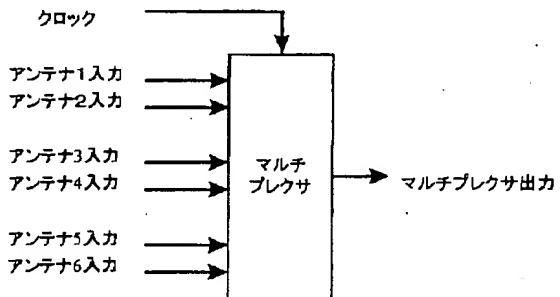
図4



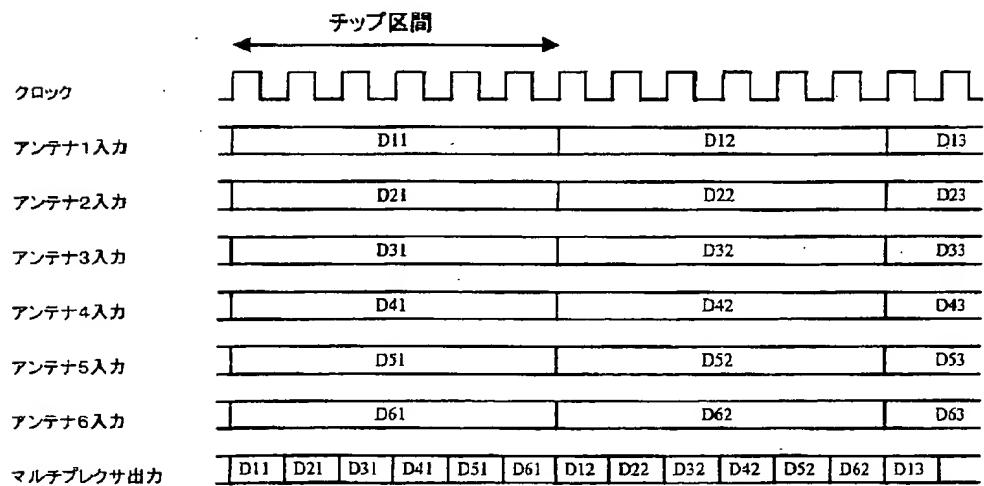
【図6】

(a)

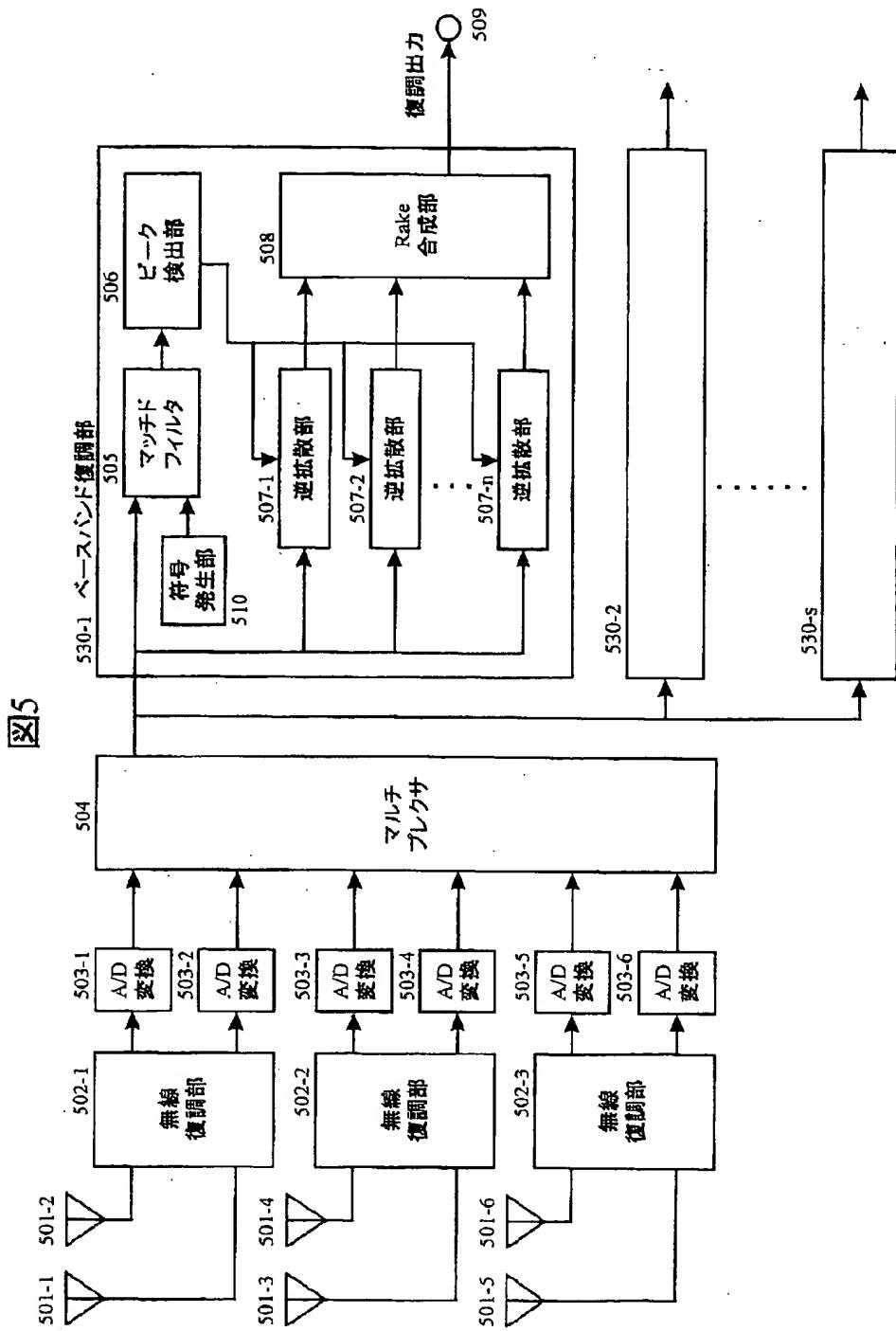
図6



(b)

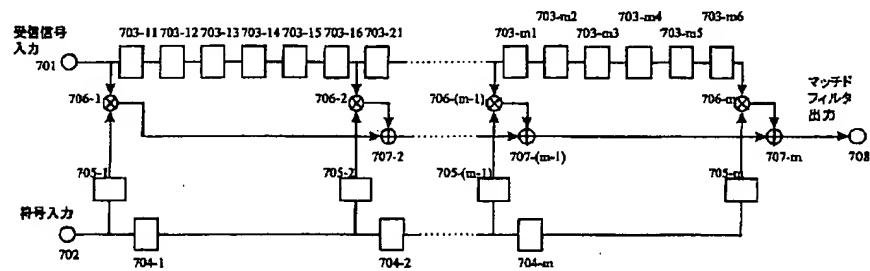


[図5]



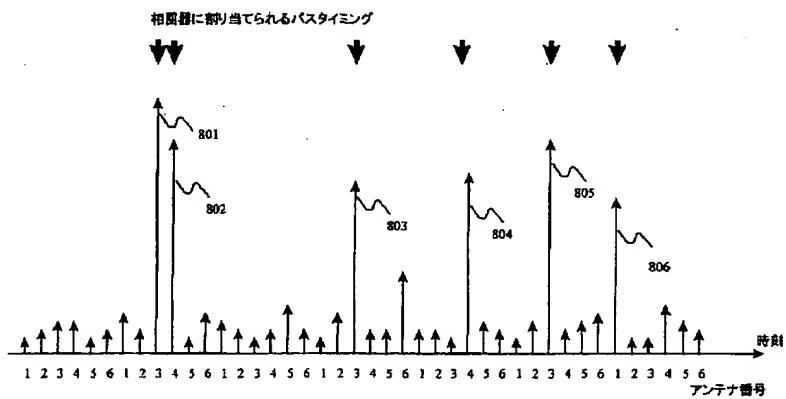
【図7】

図7



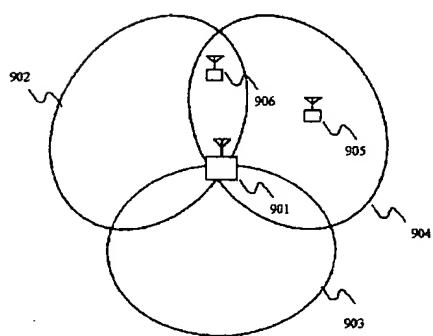
【図8】

図8

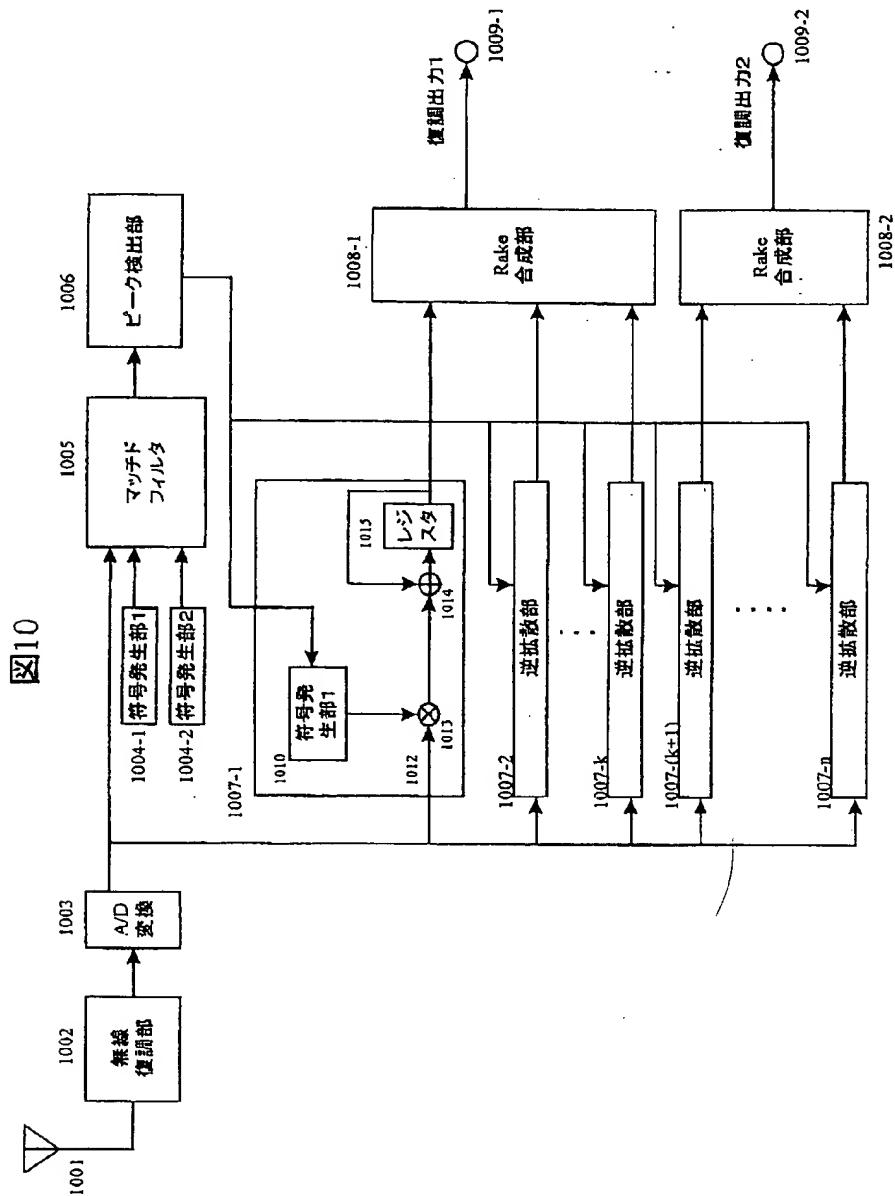


【図9】

図9

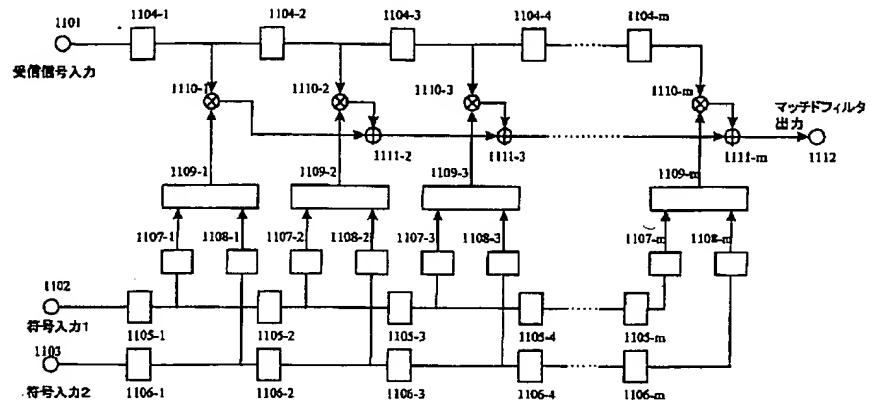


【図10】



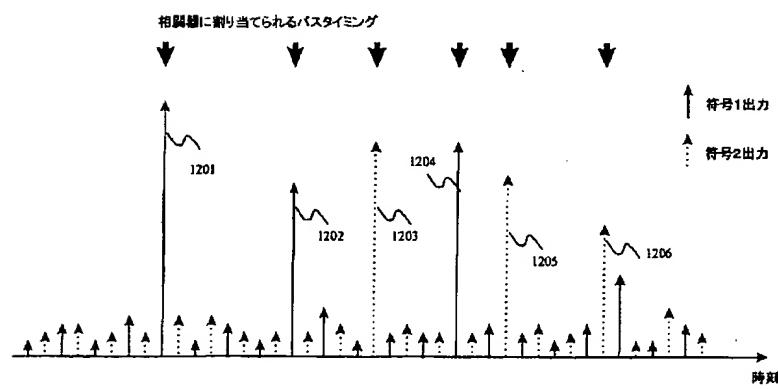
【図11】

図11



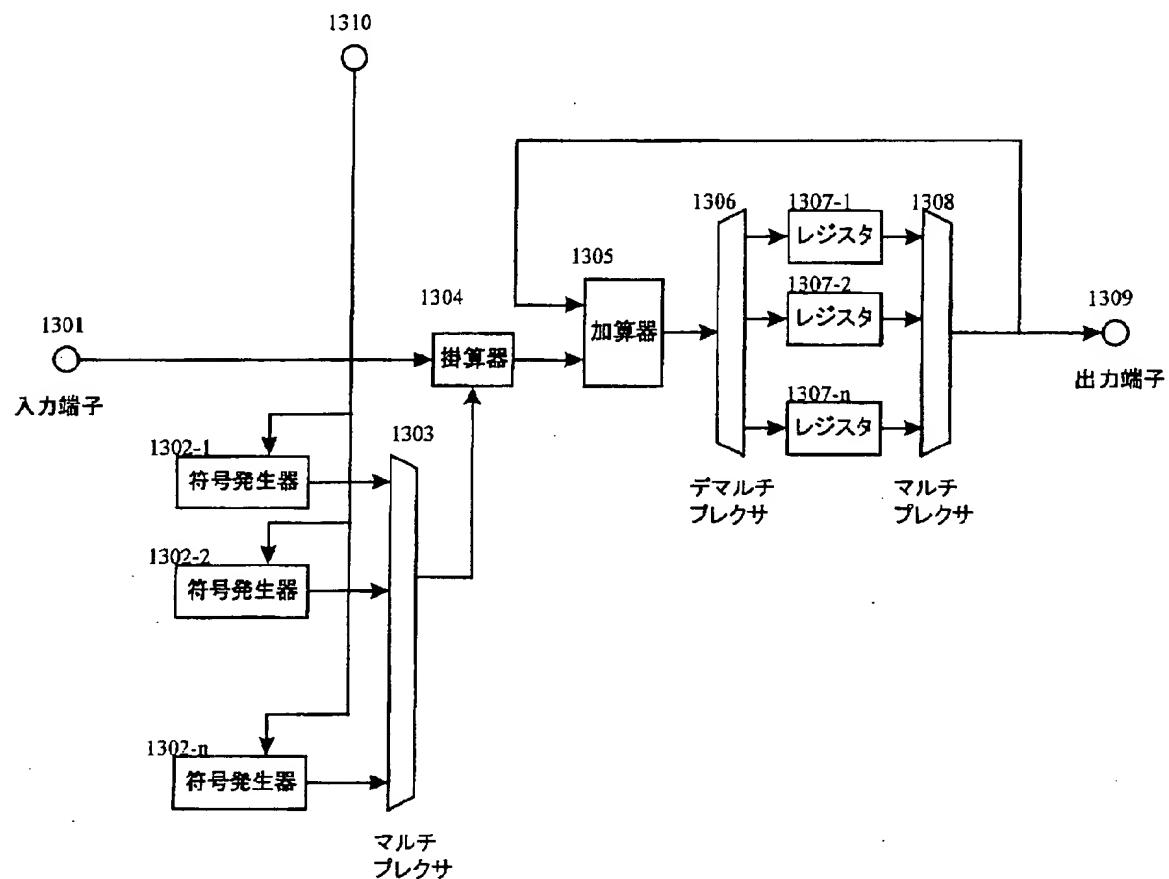
【図12】

図12



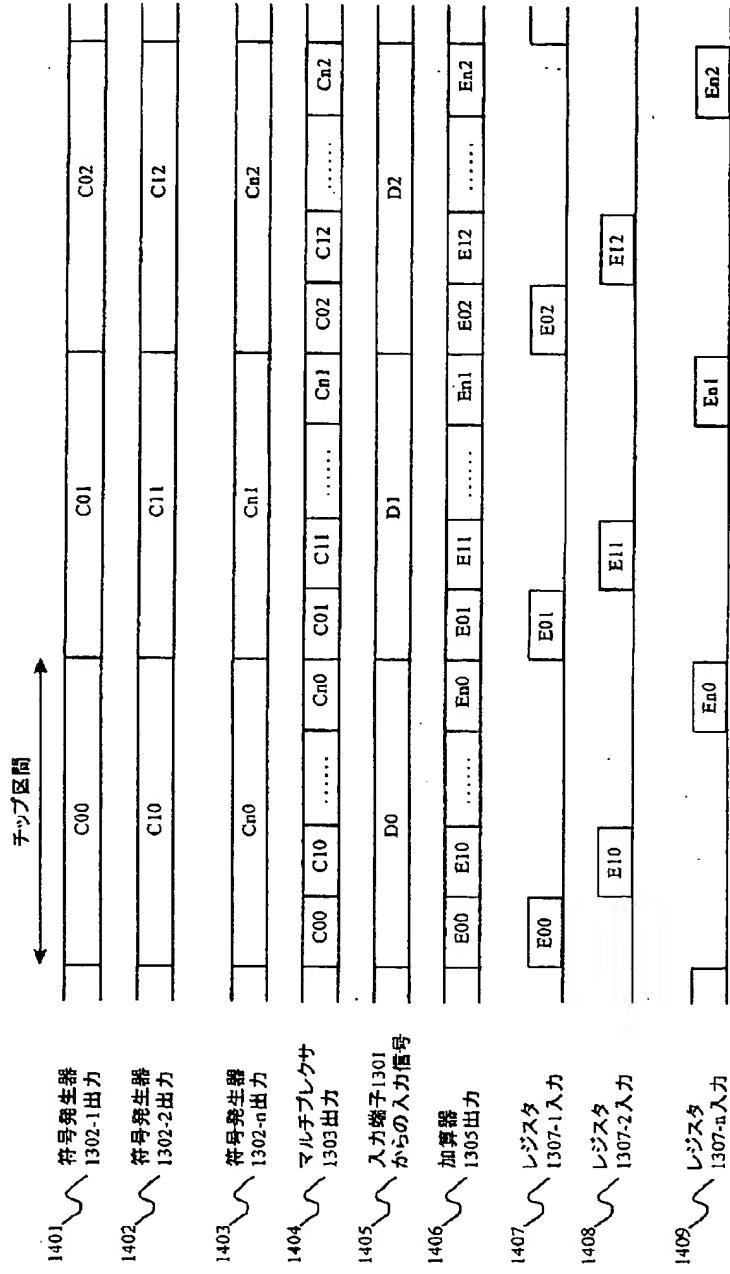
【図13】

図13



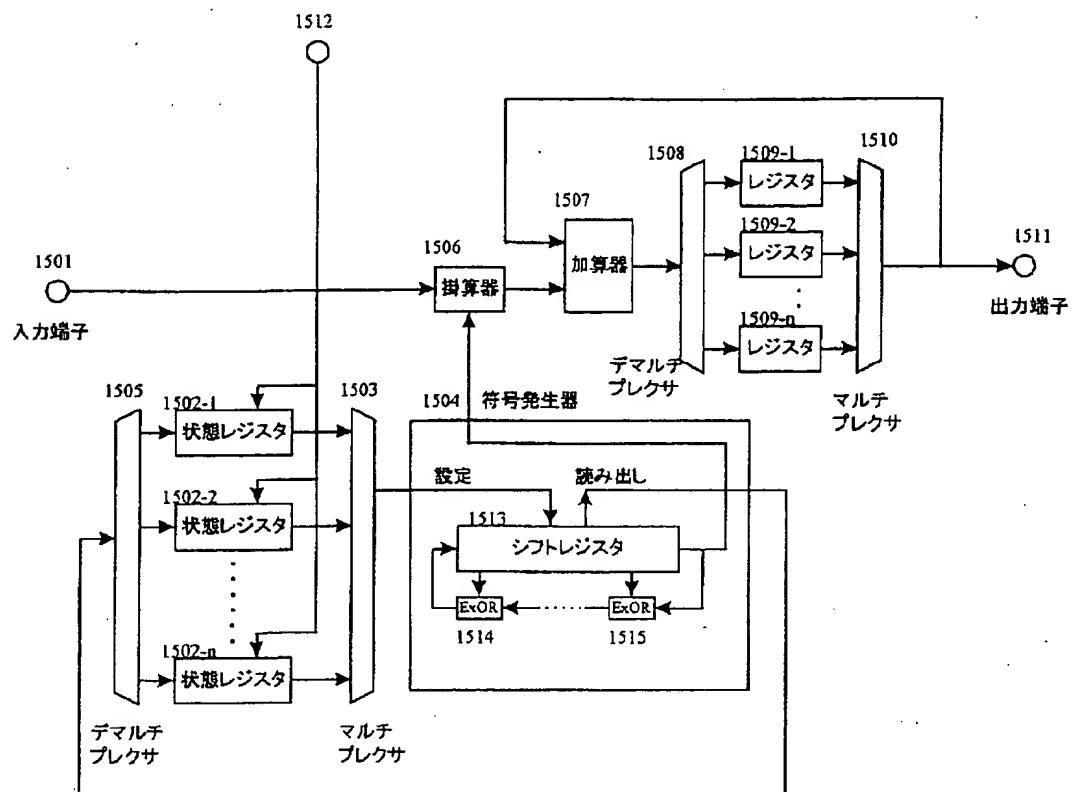
【図14】

図14

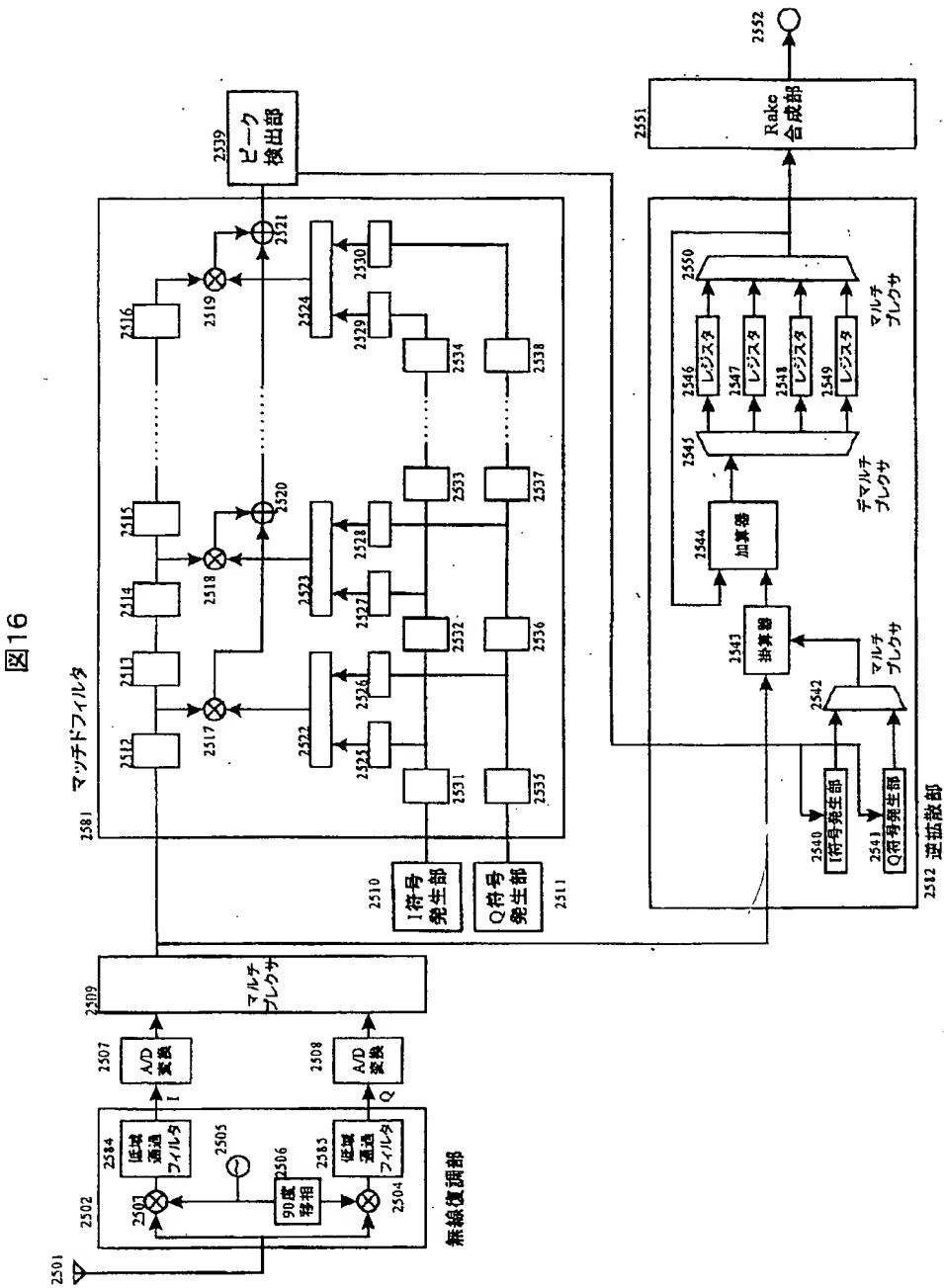


【図15】

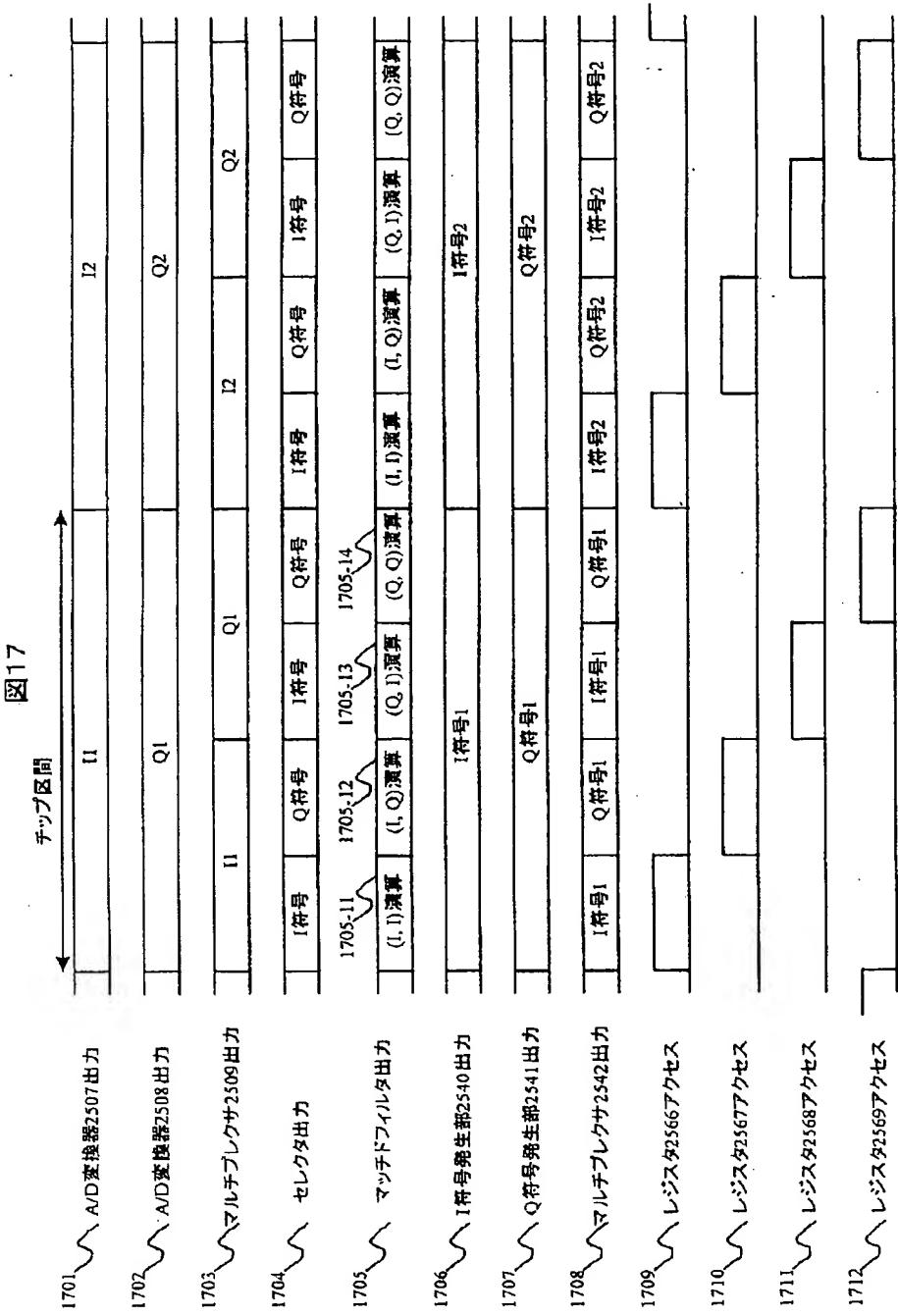
図15



【図16】

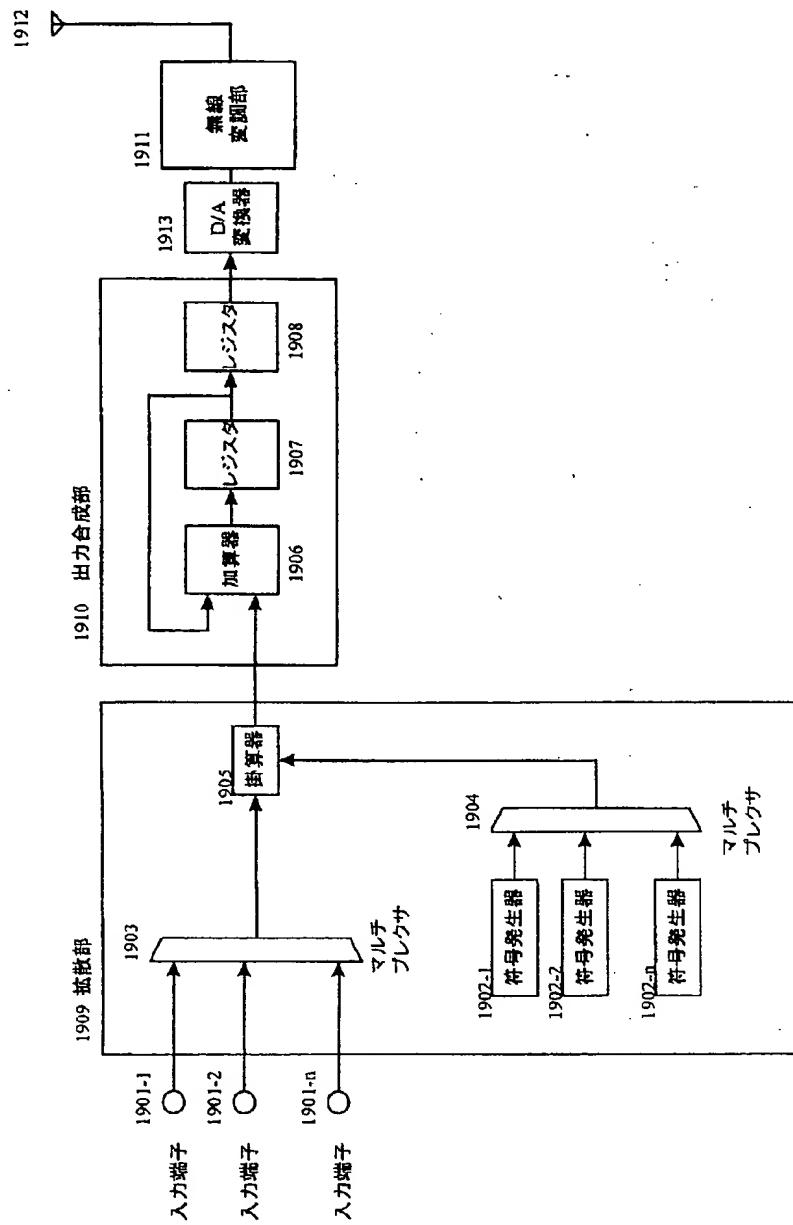


[図17]

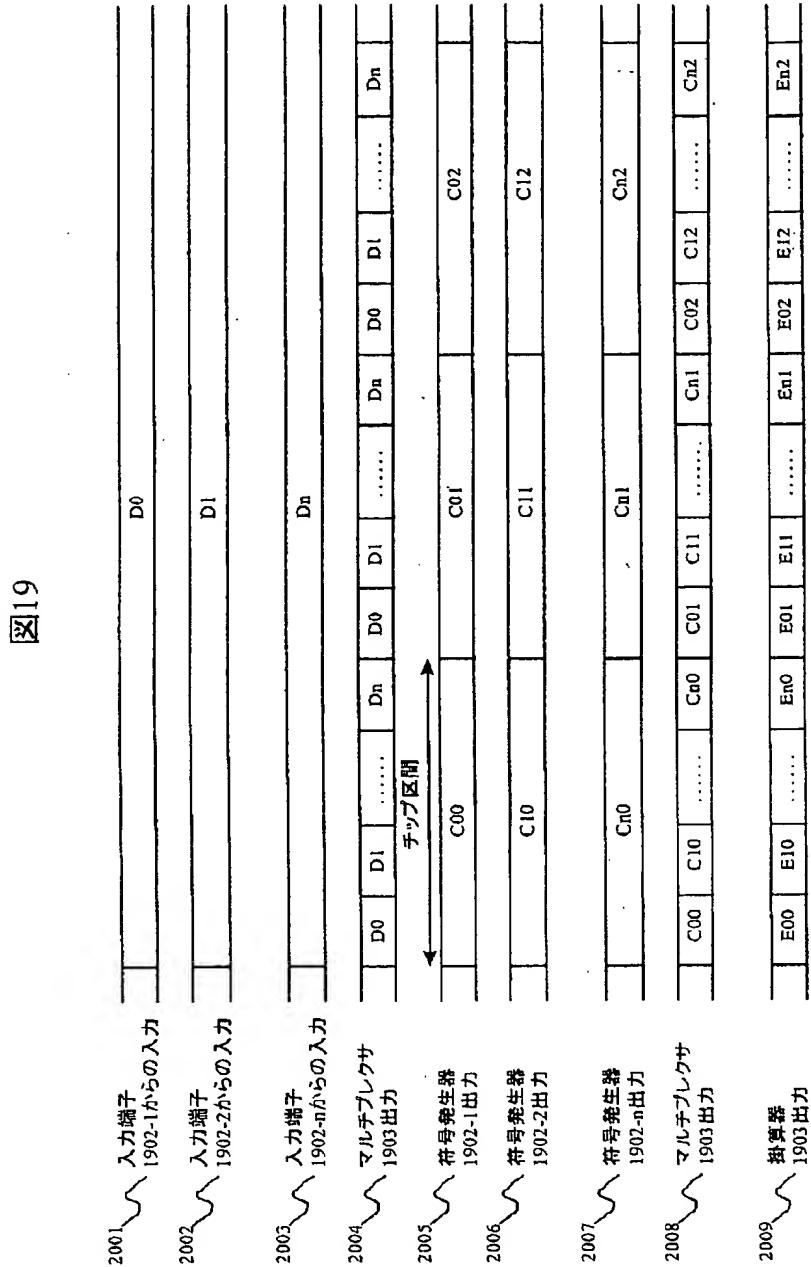


【図18】

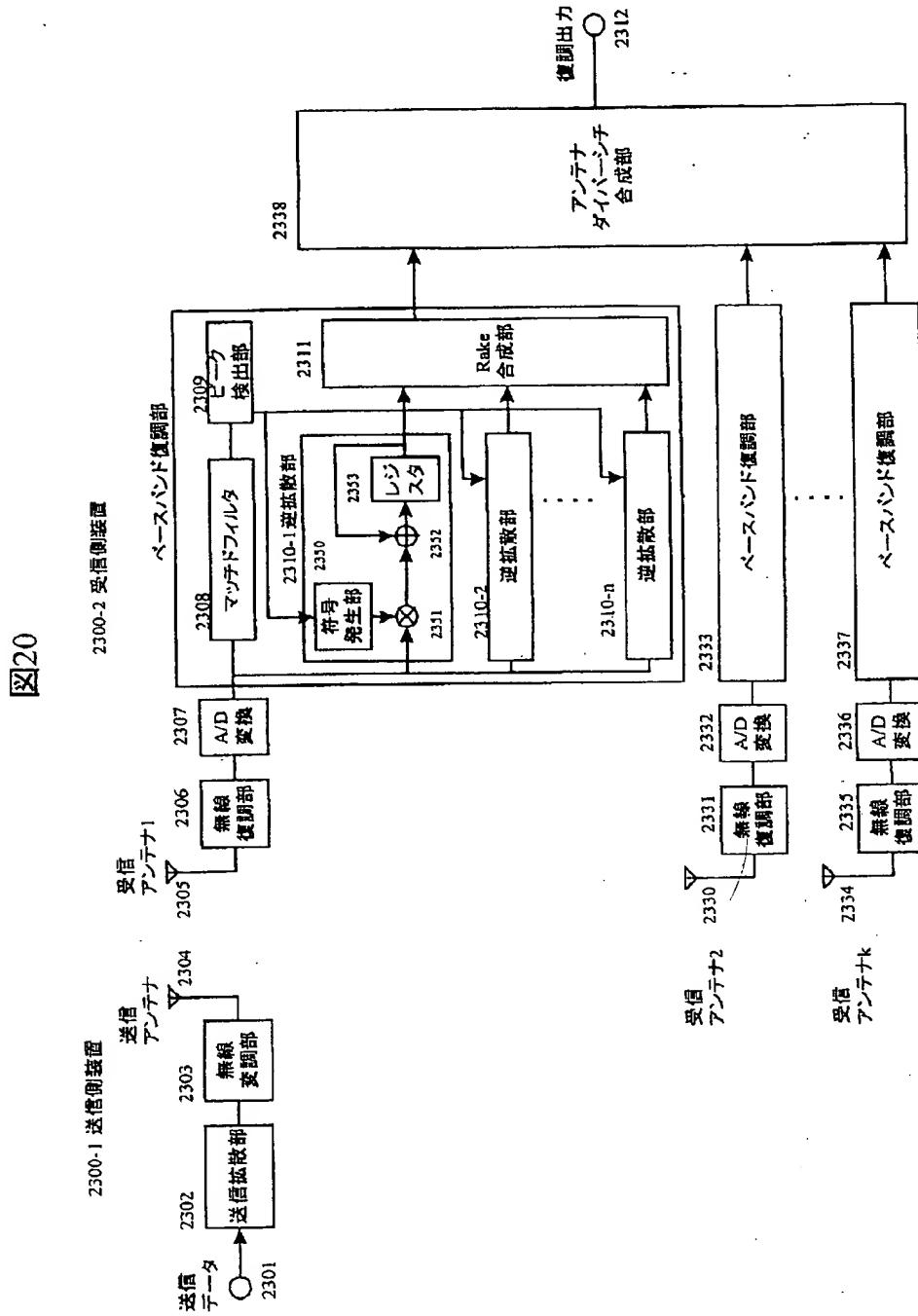
図18



【図19】



【図20】



フロントページの続き

(72) 発明者 土居 信数

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD32 EE02 EE14 EE33  
EE36  
5K059 CC00 CC03 DD32 DD35 EE02  
5K067 AA42 CC04 CC10 CC24 EE02  
EE10 EE46 EE72 KK03